

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-247113

(43)Date of publication of application : 19.09.1997

(51)Int.Cl.

H04J 3/00
H03G 3/20
H04L 27/22

(21)Application number : 08-078147

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 07.03.1996

(72)Inventor : SHINAGAWA NORIAKI

ENOKI TAKASHI

TSUBAKI KAZUHISA

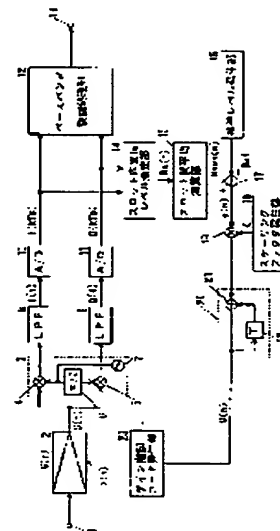
KATAKUDA TADASHI

(54) TDMA DATA RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a TDMA data receiver where the influence of a notch in a reception level caused by fading is mitigated and an AGC operation for tracking only a reception level fluctuation at low-speed is executed with high precision.

SOLUTION: This data receiver is provided with an AGC means 2 c for controlling the amplitude of a reception signal and is constituted by measuring the reception level of a self station destination receiving slot and setting the gain of the AGC means as against the self station destination receiving slot of a succeeding frame based on the measurement result. At this time, an in-slot reception level measuring means 14 for measuring the in-receiving slot average reception level and an inter-slot average arithmetic means 15 for calculating the movement average of an in-slot average reception level from the present receiving slot till the receiving slot being N-1 frame before are provided so as to control the gain of the AGC means based on the arithmetic result of the inter-slot average arithmetic means. The influence of the notch in the reception level is mitigated by obtaining the movement average of the plural reception slots.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

05.03.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

Best Available Copy

【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力する受信信号の振幅を制御する自動利得制御（AGC）手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対する前記AGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットから $N-1$ フレーム前の受信スロットまでの前記スロット内平均受信レベルの移動平均を演算するスロット間平均演算手段とを備え、前記スロット間平均演算手段の演算結果に基づいて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とするTDMAデータ受信装置。

【請求項2】 前記スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、前記リニアログ変換手段の出力を用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とする請求項1に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項3】 入力する受信信号の振幅を制御するAGC手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対する前記AGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、除算結果が設定された閾値より小さいか否かを判定するレベル差判定手段と、前記レベル差判定手段が前記除算結果を閾値より小さいと判定した場合に、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルとして1フレーム前のスロット内平均受信レベルを出力し、前記レベル差判定手段の判定がそれ以外の場合に、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルをそのまま出力するスロット内受信レベル置換手段とを備え、前記スロット内受信レベル置換手段の出力に基づいて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とするTDMAデータ受信装置。

【請求項4】 前記スロット内受信レベル置換手段の出力を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、前記リニアログ変換手段の出力を用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とする請求項3に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項5】 前記スロット内受信レベル置換手段における現在の受信スロットから $N-1$ フレーム前の受信スロットまでの出力の移動平均を演算するスロット間平均演算手段を設け、前記スロット間平均演算手段の出力を用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とする請求項3に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項6】 前記スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、前記リニアログ変換手段の出力を用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とする請求項5に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項7】 入力する受信信号の振幅を制御するAGC手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対する前記AGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、除算結果が設定された閾値より小さいか否かを判定するレベル差判定手段と、

現在の受信スロットから $N-1$ フレーム前の受信スロットまでの前記スロット内平均受信レベルの移動平均を演算するスロット間平均演算手段と、

前記AGC手段のゲインの変化量を制御するスケーリングファクタを複数個有し、前記レベル差判定手段の判定結果を基に前記スケーリングファクタを選択するスケーリングファクタ発生手段とを備え、前記スロット間平均演算手段の演算結果と前記スケーリングファクタ発生手段の選択したスケーリングファクタとを用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とするTDMAデータ受信装置。

【請求項8】 前記スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、前記リニアログ変換手段の出力と前記スケーリングファクタ発生手段の選択したスケーリングファクタとを用いて前記AGC手段のゲインを制御することを特徴とする請求項7に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項9】 前記AGC手段の出力信号をサンプリング周波数 $f_s = 4f_c / (4k + 1)$ （但し、 f_c は入力信号の中心周波数、 $k = 0, 1, 2, \dots$ ）でA/D変換するA/D変換手段と、前記A/D変換手段の出力信号に $\cos(\pi m/2)$ 及び $\sin(\pi m/2)$ （ $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）のローカル信号を乗算して、ベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを出力するデジタル直交検波手段と、前記同相成分I及び直交成分Qに含まれる中心周波数 $(p + (1/2))f_s$ （ $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）の不要成分を除去する第1及び第2のデジタルローパスフィルタとを具備し、前記スロット内受信レベル測定手段が、前記デジタルローパスフィルタの出力を用いて前記受信スロット内平均受信レベルを測定することを特徴とする請求項1乃至8に記載のTDMAデータ受信装置。

【請求項10】 前記AGC手段の出力信号をサンプリング周波数 $f_s = 4f_c / (4k + 1)$ （但し、 f_c は

入力信号の中心周波数、 $k=0, 1, 2, \dots$) でA/D変換するA/D変換手段と、前記A/D変換手段の出力信号に $\cos(\pi m/2)$ 及び $\sin(\pi m/2)$ ($m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) のローカル信号を乗算して、ベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを出力するデジタル直交検波手段と、前記同相成分I及び直交成分Qに含まれる中心周波数 $(p + (1/2)) f_s$ ($p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$) の不要成分を除去する第1及び第2のデジタルローパスフィルタとを具備し、前記デジタルローパスフィルタの出力を用いてベースバンド復調処理を行ない、前記A/D変換手段の出力を用いて、前記スロット内受信レベル測定手段が前記受信スロット内平均受信レベルを測定することを特徴とする請求項1乃至8に記載のTDMAデータ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル無線通信で用いられるTDMAデータ受信装置に関し、特に、AGCアンプのゲイン設定誤差を減らし、高精度の受信処理を可能にしたものである。

【0002】

【従来の技術】移動通信などに用いられるTDMAデータ受信装置は、フェージングが存在する場合でも受信信号レベルを一定に保つことができるように自動利得制御(AGC)回路を備えている。このAGC回路は、受信レベルに応じて、TDMAフレームの周期で受信信号のゲインを更新し、受信レベルを調整する。

【0003】こうした機能を備える従来のTDMAデータ受信装置は、図11に示すように、受信RF信号または周波数変換された受信IF信号を入力する受信信号入力端子1と、後述するゲイン制御コードに従って入力された受信信号の振幅制御を行なうAGCアンプ2と、AGCアンプ2の出力を周波数変換してベースバンドの同相成分I、直交成分Qを出力する直交検波部3と、この直交検波部3を構成する、入力受信信号の中心周波数に等しいキャリア信号を発生する局部発振器7とキャリア

$$G(n) = G_0 \cdot 10^{-X(n)/20}$$

$G(n)$: n 番目の受信スロットでのAGCアンプのゲイン

$X(n)$: フレーム周期毎に更新されるゲイン制御コード

G_0 : AGCアンプの固有定数

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

..... (2)

$I(t)$: ベースバンド同相成分

$Q(t)$: ベースバンド直交成分

f_c : 受信RF周波数またはIF周波数

上述の $S(t)$ は直交検波部3を通してベースバンドに周波数変換された後、ローパスフィルタ8、9により2倍の搬送波成分が除去され、ベースバンドの同相成分I

信号の位相を $\pi/2$ 移相する移相器6とAGCアンプ2の出力にキャリア信号または移相器6の出力信号を乗算する乗算器4、5と、直交検波部3の同相、直交出力に含まれる2倍の搬送波成分を除去するローパスフィルタ8、9と、ローパスフィルタ8、9の出力をデジタル信号に変換するA/D変換器10、11と、A/D変換器10、11の出力信号を復調するベースバンド復調処理部12と、ベースバンド復調処理部12の出力である復号データを出力する復号データ出力端子13と、受信スロット内のA/D変換器10、11の出力サンプル値より受信スロット内の平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定部14と、A/D変換器10、11の入力信号振幅を所望の値に収束させるための一定の基準レベルを発生する基準レベル発生部16と、スロット内受信レベル測定部14の出力から基準レベル発生部16の出力を減算した誤差信号を出力する減算器17と、AGCアンプ2でのゲインの変化量を制御するためのスケーリングファクタを発生するスケーリングファクタ発生部18と、減算器17の出力である誤差信号とスケーリングファクタ発生部18の出力であるスケーリングファクタとを乗算する乗算器19と、現在の受信スロットでのAGCアンプ2のゲイン制御信号と乗算器19の出力とを加算してゲイン制御信号の値を更新する積分演算部20と、この積分演算部20を構成する加算器21と1フレームの遅延器22と、積分演算部20の出力をゲイン制御コードに変換し、このコードを用いて1フレーム後の受信スロットでのAGCアンプ2のゲインを設定するゲイン制御コード発生部23とを備えている。

【0004】このAGCアンプ2は、受信スロット内ではゲインの値を一定に保つ。

【0005】図12は受信フレーム及びこれに対応する受信レベルを示している。いま図12の受信フレームにおいて、RX0が自局の受信スロットであり、現在受信スロット30を受信しているものと仮定する。AGCアンプ2が次式で示すゲイン特性を持ち、受信スロット内でこのゲインを一定に保持するものとする。

【0006】

$$..... (1)$$

このAGCアンプ2によって振幅制御された直交検波部3への入力受信信号 $S(t)$ が次式によって表されるものとする。

【0007】

$I(t)$ 、直交成分 $Q(t)$ が検出される。 $I(t)$ 、 $Q(t)$ はA/D変換器10、11によりサンプル値列 $I(kT_s)$ 、 $Q(kT_s)$ (T_s : A/D変換器10、11のサンプリング周期)に変換される。この $I(kT_s)$ 、 $Q(kT_s)$ はベースバンド復調処理部12に入力され、所定の復調方式に従って復調される。

【0008】一方、 $I(kT_s)$ 、 $Q(kT_s)$ はスロット内受信レベル測定部14にも入力され、図12に示す受信スロット30内での平均受信レベル $R_s(n)$ を次式に

$$r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2} \quad \dots (3)$$

($k=0, 1, 2, \dots, M-1$)

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum_{k=0}^{M-1} r(kT_s) \quad \dots (4)$$

$r(kT_s)$: 瞬時包絡線レベル

M : 受信スロット内でのサンプル数

なお、 $R_s(n)$ における n は n 番目の受信スロットでの値であることを示す。また、式(3)の $r(kT_s)$ は $r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2}$ として計算してもよく、この場合は後述する基準レベルも2乗振

$$e(n) = R_s(n) - R_{ef}$$

なお、 R_{ef} の値は、AGCアンプ2により入力受信信号が振幅制御され、 $R_s(n) = R_{ef}$ ($e(n) = 0$)となったとき、A/D変換器10、11の入力信号である $I(t)$ 、 $Q(t)$ が所望の振幅値(A/D変換器が飽和しない程度の最大振幅値)となるように設定される。

$$V(n) = V(n-1) + Ke(n)$$

$$= V(n-1) + K(R_s(n) - R_{ef}) \quad \dots (6)$$

なお、現在の受信スロットでのゲイン制御信号を $V(n-1)$ と記述したのは、この値が1フレーム前($n-1$ 番目)の受信スロットで計算された値だからである。

【0014】次に、ゲイン制御コード発生部23で、図12に示す1フレーム後($n+1$ 番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コード

$$X(n+1) = V(n)$$

よって、式(6)、(7)よりAGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。

$$X(n+1) = X(n) + K(R_s(n) - R_{ef}) \quad \dots (8)$$

また、式(1)、(8)よりAGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31($n+1$ 番目の

$$G(n+1) = G(n) \cdot 10^{-K(R_s(n) - R_{ef})/20} \quad \dots (9)$$

従って、式(9)より、 $R_s(n)$ と基準レベル R_{ef} との間の誤差が小さくなるようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0018】このように、従来のTDMAデータ受信装置においても、図12に示す受信レベル32のように、受信スロット30及び1フレーム後の受信スロット31における受信レベルがほぼ等しい時には高精度なAGC動作が実現できる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来のTDM Aデータ受信装置では、図12に示す受信レベル33のように、自局の受信スロット30にレイリーフェージングに起因したノッチがぶつかり、1フレーム後の受信スロット31で受信レベルが高くなった場合には、受信スロット30での受信レベルから決定された1フレーム後のAGCアンプのゲイン $G(n+1)$ は、受信スロット31での受

従って計算する。

【0009】

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum_{k=0}^{M-1} r(kT_s)$$

幅として設定すればよい。

【0010】次に、減算器17は、上記 $R_s(n)$ と基準レベル発生部16から出力される基準レベル R_{ef} との間の誤差信号 $e(n)$ を計算する。

【0011】

$$\dots (5)$$

【0012】次に、この誤差信号 $e(n)$ にスケーリングファクタ K ($K>0$)を乗算する。そして、積分演算部20で、次式に示すよう、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲイン制御信号 $V(n-1)$ とを加算し、制御信号の値を更新する。

【0013】

ド $X(n+1)$ を生成する。そして、このコードを図12の受信スロット31より前の所定のタイミングでAGCアンプ2に供給する。なお、ここでは便宜上以下の関係が成立するものとする。

【0015】

$$\dots (7)$$

【0016】

受信スロット)でのゲイン $G(n+1)$ が決定される。

【0017】

信レベルに対しては過大なゲインを与えることになり、A/D変換器10、11に対して過大入力が生じてしまうという問題があった。

【0020】また、この過大入力によるA/D変換器での飽和を避けるために基準レベル R_{ef} を必要以上に小さな値に設定すると、通常動作時においてA/D変換による量子化誤差が増加し、受信感度が劣化してしまうという問題があった。

【0021】本発明は、こうした従来の問題点を解決するものであり、フェージングに起因する受信レベルのノッチの影響を緩和し、受信装置の移動などに伴う低速での受信レベル変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができるTDMAデータ受信装置を提供することを目的としている。

【0022】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明のTDM

Aデータ受信装置では、複数の受信スロットにおけるスロット内平均受信レベルの移動平均を取る手段を設けたり、スロット内平均受信レベルが急激に低下した受信スロットを除いてAGC手段のゲイン制御を行なう手段を設けたり、あるいは、スロット内平均受信レベルが急激に低下したときにスケーリングファクタを小さい値に変更する手段を設けている。

【0023】そのため、受信レベルのノッチの影響が緩和され、受信レベルの低速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0024】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載の発明は、入力する受信信号の振幅を制御するAGC手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対するAGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットからN-1フレーム前の受信スロットまでのスロット内平均受信レベルの移動平均を演算するスロット間平均演算手段とを設け、このスロット間平均演算手段の演算結果に基づいてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、複数の受信スロットの移動平均を取ることで、受信レベルのノッチの影響が緩和される。

【0025】請求項2に記載の発明は、スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、リニアログ変換手段の出力を用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、対数値（デシベル値）によりAGC手段のゲイン制御を行なうことができる。

【0026】請求項3に記載の発明は、入力する受信信号の振幅を制御するAGC手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対するAGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、除算結果が設定された閾値より小さいか否かを判定するレベル差判定手段と、レベル差判定手段がこの除算結果を閾値より小さいと判定した場合に、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルとして1フレーム前のスロット内平均受信レベルを出力し、レベル差判定手段の判定がそれ以外の場合に、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルをそのまま出力するスロット内受信レベル置換手段とを設け、スロット内受信レベル置換手段の出力に基づいてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、ノッチを含む受信レベルの受信スロットを取り除く

ことにより、ノッチの影響を排除することができる。

【0027】請求項4に記載の発明は、このスロット内受信レベル置換手段の出力を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、リニアログ変換手段の出力を用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、請求項3の機能を、対数値（デシベル値）によりAGC手段のゲイン制御を行なう制御系に適用できるようにしている。

【0028】請求項5に記載の発明は、スロット内受信レベル置換手段における現在の受信スロットからN-1フレーム前の受信スロットまでの出力の移動平均を演算するスロット間平均演算手段を設け、このスロット間平均演算手段の出力を用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、ノッチを含む受信レベルの受信スロットを取り除き、且つ、複数の受信スロットの移動平均を取ることで、ノッチの影響を排除している。

【0029】請求項6に記載の発明は、スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、リニアログ変換手段の出力を用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、請求項5の機能を、対数値（デシベル値）によりAGC手段のゲイン制御を行なう制御系に適用できるようにしている。

【0030】請求項7に記載の発明は、入力する受信信号の振幅を制御するAGC手段を具備し、自局宛受信スロットの受信レベルを測定し、この測定結果に基づいて次のフレームの自局宛受信スロットに対するAGC手段のゲインを設定するTDMAデータ受信装置において、自局宛受信スロットの受信スロット内平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定手段と、現在の受信スロットのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、除算結果が設定された閾値より小さいか否かを判定するレベル差判定手段と、現在の受信スロットからN-1フレーム前の受信スロットまでのスロット内平均受信レベルの移動平均を演算するスロット間平均演算手段と、AGC手段のゲインの変化量を制御するスケーリングファクタを複数個有し、レベル差判定手段の判定結果を基にこのスケーリングファクタを選択するスケーリングファクタ発生手段とを設け、スロット間平均演算手段の演算結果とスケーリングファクタ発生手段の選択したスケーリングファクタとを用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたものであり、複数の受信スロットの移動平均を取るとともに、ノッチが存在する場合にスケーリングファクタとして小さい値を用いることにより、ノッチの影響を緩和している。

【0031】請求項8に記載の発明は、スロット間平均演算手段の演算結果を対数値に変換するリニアログ変換手段を設け、リニアログ変換手段の出力とスケーリ

ングファクタ発生手段の選択したスケーリングファクタとを用いてAGC手段のゲインを制御するようにしたのであり、請求項7の機能を、対数値（デシベル値）によりAGC手段のゲイン制御を行なう制御系に適用できるようにしている。

【0032】請求項9に記載の発明は、請求項1～請求項8の構成において、AGC手段の出力信号をサンプリング周波数 $f_s = 4f_c / (4k + 1)$ （但し、 f_c は入力信号の中心周波数、 $k = 0, 1, 2, \dots$ ）でA/D変換するA/D変換手段と、A/D変換手段の出力信号に $\cos(\pi m/2)$ 及び $\sin(\pi m/2)$ （ $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）のローカル信号を乗算して、ベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを出力するデジタル直交検波手段と、この同相成分I及び直交成分Qに含まれる中心周波数 $(p + (1/2))f_s$ （ $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）の不要成分を除去する第1及び第2のデジタルローパスフィルタとを設け、スロット内受信レベル測定手段が、デジタルローパスフィルタの出力を用いて受信スロット内平均受信レベルを測定するようにしたものであり、直交検波をデジタル的に行なうことができる。

【0033】請求項10に記載の発明は、請求項1～請求項8の構成において、AGC手段の出力信号をサンプリング周波数 $f_s = 4f_c / (4k + 1)$ （但し、 f_c は入力信号の中心周波数、 $k = 0, 1, 2, \dots$ ）でA/D変換するA/D変換手段と、A/D変換手段の出力信号に $\cos(\pi m/2)$ 及び $\sin(\pi m/2)$ （ $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）のローカル信号を乗算して、ベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを出力するデジタル直交検波手段と、この同相成分I及び直交成分Qに含まれる中心周波数 $(p + (1/2))f_s$ （ $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ）の不要成分を除去する第1及び第2の

$$r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2} \dots (3)$$

($k = 0, 1, 2, \dots, M-1$)

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum r(kT_s) \dots (4)$$

(\sum は $k = 0$ から $M-1$ まで加算)

$r(kT_s)$: 瞬時包絡線レベル

M : 受信スロット内でのサンプル数

なお、 $R_s(n)$ における n は n 番目の受信スロットでの値であることを示す。また、式(3)の $r(kT_s)$ は $r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2}$ として計算してもよく、この場合は後述する基準レベルも2

$$R_{ave}(n) = (1/N) \cdot \sum R_s(n-k) \dots (10)$$

(\sum は $k = 0$ から $N-1$ まで加算)

N : 移動平均演算を行なう受信スロット数 ($N \geq 1$)

次に、減算器17は、 $R_{ave}(n)$ と基準レベル発生部16

$$e(n) = R_{ave}(n) - R_{ref} \dots (11)$$

次に、この誤差信号 $e(n)$ にスケーリングファクタ K ($K > 0$)を乗算する。そして、積分演算部20は、次式に示すよう、この乗算結果を現在の受信スロットでのゲ

デジタルローパスフィルタとを設け、デジタルローパスフィルタの出力を用いてベースバンド復調処理を行ない、A/D変換手段の出力を用いて、スロット内受信レベル測定手段が受信スロット内平均受信レベルを測定するようにしたものであり、直交検波をデジタル的に行なうとともに、受信スロット内平均受信レベルをA/D変換手段の出力から直接測定することにより、より正確なレベル測定値を得ることができる。

【0034】以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。

【0035】（第1の実施の形態）第1の実施形態のTDMAデータ受信装置は、図1に示すように、スロット内受信レベル測定部14から出力されるスロット内平均受信レベルを用いて、現在の受信スロットから $N-1$ フレーム前の受信スロットまでのスロット内平均受信レベルの移動平均演算を行ない、この演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして減算器17に出力するスロット間平均演算部15を備えている。その他の構成は従来の装置（図11）と変わりがない。

【0036】次に、この受信装置の動作について説明する。

【0037】いま、図12の受信フレームにおいて、RX0が自局の受信スロットであり、現在受信スロット30を受信しているものと仮定する。

【0038】AGCアンプ2、直交検波部3、A/D変換器10、11は、従来の装置と同じ動作を行ない、また、A/D変換器10、11からサンプル値列 $I(kT_s)$ 、 $Q(kT_s)$ (T_s : A/D変換器10、11のサンプリング周期)が入力するスロット内受信レベル測定部14も、従来の装置と同じように、受信スロット30内での平均受信レベル $R_s(n)$ を次式に従って計算する。

【0039】

乗振幅として設定すればよい。

【0040】次に、スロット間平均演算部15は、現在の受信スロットから $N-1$ フレーム前の受信スロットまでのスロット内平均受信レベルを用いて、次式に示すような移動平均演算を行ない、この演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして出力する。

【0041】

から出力される基準レベル R_{ref} との間の誤差信号 $e(n)$ を次式により計算する。

【0042】

$$e(n) = R_{ave}(n) - R_{ref} \dots (11)$$

イン制御信号 $V(n-1)$ に加算し、制御信号の値を更新する。

【0043】

$$\begin{aligned} V(n) &= V(n-1) + K e(n) \\ &= V(n-1) + K (R_{ave}(n) - Ref) \cdots \cdots (12) \end{aligned}$$

次に、ゲイン制御コード発生部23は、図12に示す1フレーム後(n+1番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コードX(n+1)を式(13)により更新し、このコードを受信スロ

$$X(n+1) = X(n) + K (R_{ave}(n) - Ref) \cdots \cdots (13)$$

また、式(1)、(13)よりAGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目

$$G(n+1) = G(n) \cdot 10^{-K(R_{ave}(n) - Ref)/20} \cdots \cdots (14)$$

従って、式(14)より、 $R_{ave}(n)$ と基準レベルRefとの間の誤差が小さくなるようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0046】このように、第1の実施形態のTDMAデータ受信装置では、スロット間平均演算部15において式(10)に示すスロット間移動平均演算を行ない、この演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとしているため、図12に示す受信レベル33のように自局の受信スロット30にレイリーフェージングに起因した受信レベルのノッチがぶつかり、1フレーム後の受信スロット31で受信レベルが高くなった場合でも、ノッチの影響が緩和され、受信装置の移動などに伴う受信レベルの低

$$G(n) = G_0 \cdot 10^{-XL(n)/20}$$

G(n) : n番目の受信スロットでのAGCアンプのゲイン

XL(n) : フレーム周期毎に更新されるゲイン制御コード

$$R_{ave}(n) = (1/N) \cdot \sum R_s(n-k) \cdots \cdots (10)$$

(\sum はk=0からN-1まで加算)

N : 移動平均演算を行なう受信スロット数(N \geq 1)

によって演算し、その演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして出力する。リニア-ログ変換部

$$L_{ave}(n) = 20 \log_{10} (R_{ave}(n)) \cdots \cdots (16)$$

次に、減算器17は、この $L_{ave}(n)$ と、基準レベル発生部16から出力される基準レベルRefの対数値との間

$$\begin{aligned} e(n) &= L_{ave}(n) - 20 \log_{10} (Ref) \\ &= 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / Ref) \cdots \cdots (17) \end{aligned}$$

なお、Refの値は、従来の装置と同様、AGCアンプ2により入力受信信号が振幅制御され、 $R_{ave}(n) = Ref$ ($e(n) = 0$)となったとき、A/D変換器10、11の入力信号であるI(t)、Q(t)が所望の振幅値(A/D変換器が飽和しない程度の最大振幅値)となるように設定する。

$$\begin{aligned} VL(n) &= VL(n-1) + K e(n) \\ &= VL(n-1) + 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / Ref)^K \cdots \cdots (18) \end{aligned}$$

なお、現在の受信スロットでのゲイン制御信号をVL(n-1)と記述したのは、この値が1フレーム前(n-1番目)の受信スロットで計算された値だからである。

ット31より前の所定のタイミングでAGCアンプ2に供給する。なお、ここでは便宜上、 $X(n+1) = V(n)$ の関係が成立するものとする。

【0044】

の受信スロット)のゲインG(n+1)が決定される。

【0045】

速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0047】(第2の実施の形態)第2の実施形態のTDMAデータ受信装置は、対数値でAGCアンプのゲイン制御を行なう制御系に適応できるようにしたものであり、図2に示すように、スロット間平均演算部15の出力を対数値(デシベル値)に変換するリニア-ログ変換部24を備えている。その他の構成は第1の実施形態(図1)と変わりが無い。

【0048】この装置では、AGCアンプ2が次式(15)に示すゲイン特性を持ち、受信スロット内において、このゲインを一定に保つ。

$$\cdots \cdots (15)$$

G_0 : AGCアンプの固有定数。

【0049】直交検波部3、A/D変換器10、11、スロット間平均演算部15は、第1の実施形態と同じ動作を行ない、スロット間平均演算部15は、移動平均を次式

24は、この $R_{ave}(n)$ を次式に示すような対数値(デシベル値)に変換する。

【0050】

の誤差信号e(n)を次式(17)により計算する。

【0051】

【0052】次に、この誤差信号e(n)にスケーリングファクタK(K>0)を乗算する。積分演算部20は、次式に示すよう、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲイン制御信号VL(n-1)とを加算し、制御信号の値を更新する。

【0053】

【0054】次に、ゲイン制御コード発生部26は、図12に示す1フレーム後(n+1番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コードXL(n+1)を生成する。そして、このコードを受

信スロット31より前の所定のタイミングでAGCアンプ2に供給する。なお、ここでは便宜上以下の関係が成立

$$XL(n+1) = VL(n)$$

よって、式(18)、(19)より、AGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。

$$XL(n+1) = XL(n) + 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / Ref)^K \quad \dots (20)$$

また、式(15)、(20)よりAGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目の受信スロット)でのゲインG(n+1)が決定され

$$G(n+1) = G(n) (Ref / R_{ave}(n))^K \quad \dots (21)$$

従って、式(21)より、 $R_{ave}(n)$ が基準レベルRefの値に近づくようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0058】このように、第2の実施形態のTDMAデータ受信装置は、対数値(デシベル値)でAGCアンプのゲイン制御を行なう制御系を備えた装置であって、自局の受信スロットにレイリーフェージングに起因する受信レベルのノッチがぶつかった場合に、ノッチの影響を緩和し、受信レベルの低速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0059】(第3の実施形態)第3の実施形態のTDMAデータ受信装置は、受信スロットがノッチにぶつかったとき、スロット内平均受信レベルとして、ノッチにぶつからなかった受信スロットでのスロット内平均受信レベルを代わりに用いるようにしている。

【0060】この受信装置は、図3に示すように、現在

$$r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2} \quad \dots (3)$$

($k=0, 1, 2, \dots, M-1$)

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum r(kT_s) \quad \dots (4)$$

(Σ は $k=0$ から $M-1$ まで加算)

$r(kT_s)$: 瞬時包絡線レベル

M : 受信スロット内でのサンプル数。

【0063】次に、レベル差判定部27は、次式(22)に示すように、現在の受信スロットでのスロット内平均

$$D = R_s(n) / R_s(n-1)$$

スロット内受信レベル置換部34は、レベル判定部27が、除算結果Dについて閾値Vthより小さいと判定した場合に限り、フェージングによる受信レベルのノッチに起因して現在の受信スロットでのスロット内平均受信レベルが小さくなったと判断し、現在の受信スロットでのスロ

$$D \geq Vth : R_c(n) = R_s(n) \quad \dots (23a)$$

$$D < Vth : R_c(n) = R_s(n-1) \quad \dots (23b)$$

減算器17は、スロット内受信レベル置換部34の出力 R_c

(n)と基準レベル発生部16から出力される基準レベルRefとの間の誤差信号e(n)を次式(24)により

$$e(n) = R_c(n) - Ref \quad \dots (24)$$

次に、乗算器19は、この誤差信号e(n)にスケールングファクタK($K>0$)を乗算し、積分演算部20は、次式(25)に示すように、この乗算結果と現在の受信ス

するものとする。

【0055】

$$\dots (19)$$

【0056】

る。

【0057】

の受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、その結果が設定された閾値より小さいか否かを判定するレベル差判定部27と、レベル差判定部27において除算結果が閾値より小さいと判定された場合に限り、フェージングによる受信レベルのノッチに起因して現在の受信スロットでのスロット内平均受信レベルが小さくなったと判断し、現在の受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルに置き換えるスロット内受信レベル置換部34を備えている。その他の構成は第1の実施形態(図1)と変わりがない。

【0061】この受信装置では、スロット内受信レベル測定部14が、図12に示す受信スロット30内での平均受信レベル $R_s(n)$ を次式に従って計算する。

【0062】

受信レベル $R_s(n)$ を1フレーム前のスロット内平均受信レベル $R_s(n-1)$ で除算し、除算結果Dが設定された閾値Vthより小さいか否かを判定する。

【0064】

$$\dots (22)$$

ット内平均受信レベル $R_s(n)$ を1フレーム前のスロット内平均受信レベル $R_s(n-1)$ に置き換える。即ち、スロット内受信レベル置換部34の出力 $R_c(n)$ は次のようになる。

【0065】

計算する。

【0066】

$$\dots (24)$$

ロットでのゲイン制御信号V(n-1)とを加算し、制御信号の値を更新する。

【0067】

$$\begin{aligned} V(n) &= V(n-1) + K e(n) \\ &= V(n-1) + K (R_c(n) - R_{ef}) \dots \dots (25) \end{aligned}$$

ゲイン制御コード発生部23は、1フレーム後(n+1番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コードX(n+1)を生成し、このコードを受信スロット31より前の所定のタイミングでAGCアンプ2に供給する。

【0068】そのため、式(25)、(7)よりAGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。

【0069】

$$X(n+1) = X(n) + K (R_c(n) - R_{ef}) \dots \dots (26)$$

また、式(1)、(26)よりAGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目の受信スロット)でのゲインG(n+1)が決定され

る。

【0070】

$$G(n+1) = G(n) \cdot 10^{-K(R_c(n) - R_{ef})/20} \dots \dots (27)$$

従って、式(27)より、 $R_c(n)$ と基準レベル R_{ef} との間の誤差が小さくなるようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0071】このように、第3の実施形態のTDMA受信装置では、図12に示す受信レベル33のように、自局の受信スロット30に受信レベルのノッチがぶつかり、1フレーム後の受信スロット31で受信レベルが高くなる場合でも、レベル差判定部27が受信レベルのノッチを検出し、ノッチにぶつかった受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで置き換えているため、ノッチの影響が取り除かれる。従って、受信レベルの低速での変動だけに追従する

$$G(n) = G_0 \cdot 10^{-X_L(n)/20} \dots \dots (15)$$

のゲイン特性を持つ。

式

【0074】また、スロット内受信レベル置換部34が次

$$D \geq V_{th} : R_c(n) = R_s(n) \dots \dots (23a)$$

$$D < V_{th} : R_c(n) = R_s(n-1) \dots \dots (23b)$$

により $R_c(n)$ を出力すると、リニア-ログ変換部24は、スロット内受信レベル置換部34の出力 $R_c(n)$ を

次式に示すように対数値(デシベル値)に変換する。

【0075】

$$L_c(n) = 20 \log_{10}(R_c(n)) \dots \dots (28)$$

次に、減算器17は、この $L_c(n)$ と基準レベル発生部16から出力される基準レベル R_{ef} の対数値との間の誤

差信号 $e(n)$ を次式により計算する。

【0076】

$$\begin{aligned} e(n) &= L_c(n) - 20 \log_{10}(R_{ef}) \\ &= 20 \log_{10}(R_c(n) / R_{ef}) \dots \dots (29) \end{aligned}$$

乗算器19は、この誤差信号 $e(n)$ とスケーリングファクタK($K > 0$)とを乗算する。積分演算部20は、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲイン制御信号 V_L

(n-1)とを次式によって加算し、制御信号の値を更新する。

【0077】

$$\begin{aligned} V_L(n) &= V_L(n-1) + K e(n) \\ &= V_L(n-1) + 20 \log_{10}(R_c(n) / R_{ef})^K \dots \dots (30) \end{aligned}$$

次に、ゲイン制御コード発生部26は、1フレーム後(n+1番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コード $X_L(n+1)$ を生成し、受信スロット31を受信する前の所定のタイミングで

AGCアンプ2に供給する。なお、ここでは便宜上以下の関係が成立するものとする。

【0078】

$$X_L(n+1) = V_L(n) \dots \dots (19)$$

この式(30)、(19)よりAGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。

【0079】

$$X_L(n+1) = X_L(n) + 20 \log_{10}(R_c(n) / R_{ef})^K$$

．．．．．(31)

また、式(15)、(31)よりAGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目の受信スロット)でのゲインG(n+1)が決定され

$$G(n+1) = G(n) (R_{\text{ref}} / R_c(n))^K \quad \dots\dots (32)$$

従って、式(32)より、 $R_c(n)$ が基準レベル R_{ref} の値に近づくようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0081】このように、第4の実施形態のTDMAデータ受信装置は、対数値(デシベル値)でAGCアンプのゲイン制御を行なう制御系を持つ受信装置において、ノッチの影響を取り除き、受信レベルの低速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を可能にする。

【0082】(第5の実施の形態) 第5の実施形態のTDMAデータ受信装置は、第3の実施形態において、平

$$D \geq V_{\text{th}} : R_c(n) = R_s(n) \quad \dots\dots (23a)$$

$$D < V_{\text{th}} : R_c(n) = R_s(n-1) \quad \dots\dots (23b)$$

により $R_c(n)$ を出力すると、スロット間平均演算部28は、現在の受信スロットからN-1フレーム前の受信スロットまでのスロット内受信レベル置換部34の出力を、次式に示すように移動平均演算を行ない、この演算

$$R_{\text{cave}}(n) = (1/N) \cdot \sum R_c(n-k) \quad \dots\dots (33)$$

(\sum は $k=0$ から $N-1$ まで加算)

N: 移動平均演算を行なう受信スロット数($N \geq 1$)

減算器17は、この $R_{\text{cave}}(n)$ と基準レベル発生部16か

$$e(n) = R_{\text{cave}}(n) - R_{\text{ref}}$$

乗算器19は、この誤差信号 $e(n)$ とスケーリングファクタK($K > 0$)とを乗算し、積分演算部20は、次式に示すように、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲ

$$V(n) = V(n-1) + K e(n)$$

$$= V(n-1) + K (R_{\text{cave}}(n) - R_{\text{ref}}) \quad \dots\dots (35)$$

ゲイン制御コード発生部23は、1フレーム後(n+1番目)の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コード $X(n+1)$ を生成し、その受信スロット31の受信より前の所定のタイミングでAGC

$$X(n+1) = X(n) + K (R_{\text{cave}}(n) - R_{\text{ref}}) \quad \dots\dots (36)$$

また、AGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目の受信スロット)で

$$G(n+1) = G(n) \cdot 10^{-K(R_{\text{cave}}(n) - R_{\text{ref}})/20} \quad \dots\dots (37)$$

従って、式(37)より、 $R_{\text{cave}}(n)$ と基準レベル R_{ref} との間の誤差が小さくなるようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。

【0090】このように、第5の実施形態のTDMAデータ受信装置は、自局の受信スロット30にレイリーフェージングに起因した受信レベルのノッチがぶつかり、1フレーム後の受信スロット31で受信レベルが高くなる場合でも、ノッチのぶつかった受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで置き換えるとともに、複数の受信スロットに渡る移動平均を取っているため、ノッチの影響が取り除か

る。

【0080】

均受信レベルを複数の受信スロットの移動平均から求めるように構成したものであり、図5に示すように、現在の受信スロットからN-1フレーム前の受信スロットまでのスロット内受信レベル置換部34の出力を移動平均し、この演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして出力するスロット間平均演算部28を備えている。その他の構成は第3の実施形態(図3)と変わりがない。

【0083】この受信装置では、スロット内受信レベル置換部34が次式

結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして出力する。

【0084】

ら出力される基準レベル R_{ref} との間の誤差信号 $e(n)$ を次式により計算する。

【0085】

$$\dots\dots (34)$$

イン制御信号 $V(n-1)$ とを加算し、制御信号の値を更新する。

【0086】

アンプ2に供給する。

【0087】AGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。

【0088】

のゲイン $G(n+1)$ が決定される。

【0089】

れ、低速の受信レベル変動にだけ追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0091】(第6の実施の形態) 第6の実施形態のTDMAデータ受信装置は、第5の実施形態の構成を、対数値でAGCアンプのゲインを制御する受信装置に適用できるようにしたものであり、図6に示すように、スロット間平均演算部28の出力を対数値(デシベル値)に変換するリニア-ログ変換部24を備えている。その他の構成は、第5の実施形態(図5)と変わりがない。

【0092】この受信装置のリニア-ログ変換部24は、スロット間平均演算部28が、式(33)によって演算

し、出力する平均受信レベル $R_{cave}(n)$ を、次式に示すように対数値（デシベル値）に変換する。 【0093】

$$L_{cave}(n) = 20 \log_{10} (R_{cave}(n)) \quad \dots \quad (34)$$

減算器17は、この $L_{cave}(n)$ と基準レベル発生部16から出力される基準レベル Ref の対数値との間の誤差信号 $e(n)$ を計算する。 【0094】

$$\begin{aligned} e(n) &= L_{cave}(n) - 20 \log_{10} (Ref) \\ &= 20 \log_{10} (R_{cave}(n) / Ref) \quad \dots \quad (35) \end{aligned}$$

乗算器19は、この誤差信号 $e(n)$ とスケーリングファクタ K ($K > 0$) とを乗算し、積分演算部20は、ゲイン制御信号の値を次式によって更新する。 【0095】

$$\begin{aligned} VL(n) &= VL(n-1) + Ke(n) \\ &= VL(n-1) + 20 \log_{10} (R_{cave}(n) / Ref)^K \quad \dots \quad (36) \end{aligned}$$

また、ゲイン制御コード発生部26は、AGCアンプ2のゲイン制御コードを次式によって更新する。 【0096】

$$XL(n+1) = XL(n) + 20 \log_{10} (R_{cave}(n) / Ref)^K \quad \dots \quad (37)$$

AGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31 ($n+1$ 番目の受信スロット) でのゲイン $G(n+1)$ が決定される。 【0097】

$$G(n+1) = G(n) (Ref / R_{cave}(n))^K \quad \dots \quad (38)$$

このように、第6の実施形態のTDMAデータ受信装置は、対数値（デシベル値）でAGCアンプのゲイン制御を行なう制御系を持つ受信装置において、ノッチのぶつかった受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで置き換えるとともに、複数の受信スロットに渡る移動平均を取ることにより、ノッチの影響を取り除き、低速の受信レベル変動にだけ追従する高精度なAGC動作を行なわせることができる。

【0098】（第7の実施の形態）第7の実施形態のTDMAデータ受信装置は、受信スロットにノッチがぶつかった場合に、スケーリングファクタを小さい値に切り換える。

【0099】この受信装置は、図7に示すように、現在の受信スロットでのスロット内平均受信レベルを1フレーム前のスロット内平均受信レベルで除算し、その結果が設定された閾値より小さいか否かを判定し、閾値よりも小さい場合に、フェージングによる受信レベルのノ

チに起因して現在の受信スロットでのスロット内平均受信レベルが小さくなったと判断し、その結果をスケーリングファクタ発生部29に伝えるレベル差判定部27と、AGCアンプ2でのゲインの変化量を制御するための値として異なる2つのスケーリングファクタを持ち、レベル差判定部27の判定結果に応じて、出力するスケーリングファクタの値を選択するスケーリングファクタ発生部29とを備えている。その他の構成は第1の実施形態（図1）と変わりが無い。

【0100】スケーリングファクタ発生部29は、レベル差判定部27が、受信レベルのノッチにぶつかったと判定した場合に、小さい値のスケーリングファクタを選択し、そうでない場合に、大きい値のスケーリングファクタを選択する。

【0101】この受信装置では、スロット内受信レベル測定部14が、受信スロット30内での平均受信レベル $Rs(n)$ を次式（3）（4）

$$r(kT_s) = (I(kT_s)^2 + Q(kT_s)^2)^{1/2} \quad \dots \quad (3)$$

($k=0, 1, 2, \dots, M-1$)

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum r(kT_s) \quad \dots \quad (4)$$

(Σ は $k=1$ から $M-1$ まで加算)

$r(kT_s)$: 瞬時包絡線レベル

M : 受信スロット内でのサンプル数

により計算すると、レベル差判定部27は、次式（22）に示すように、現在の受信スロットでのスロット内平均

$$D = R_s(n) / R_s(n-1) \quad \dots \quad (22)$$

レベル差判定部27は、この判定した結果をスケーリングファクタ発生部29に伝える。スケーリングファクタ発生部29は、AGCアンプ2でのゲインの変化量を制御するための値として、異なる2つのスケーリングファクタ K

受信レベル $R_s(n)$ を1フレーム前のスロット内平均受信レベル $R_s(n-1)$ で除算し、除算結果 D が設定された閾値 V_{th} より小さいか否かを判定する。

【0102】

1、 $K2$ ($K1, K2 > 0, K1 < K2$) を持ち、レベル差判定部27での判定結果が $D < V_{th}$ の場合には、フェージングに起因した受信レベルのノッチにぶつかったと判断して、小さい値のスケーリングファクタ $K1$ を選択

し、また、 $D \geq V_{th}$ の場合には、大きい値のスケーリングファクタ K_2 を選択して出力する。

【0103】一方、スロット内受信レベル測定部14から受信スロット30内の平均受信レベル $R_s(n)$ が入力したスロット間平均演算部15は、現在の受信スロットから

$$R_{ave}(n) = (1/N) \cdot \sum R_s(n-k) \quad \dots \dots \dots (10)$$

(\sum は $k=0$ から $N-1$ まで加算)

N : 移動平均演算を行なう受信スロット数 ($N \geq 1$)

減算器17は、この $R_{ave}(n)$ と基準レベル発生部16か

$$e(n) = R_{ave}(n) - R_{ref}$$

により計算し、乗算器19は、この誤差信号 $e(n)$ とスケーリングファクタ発生部29から出力されるスケーリングファクタ K_i ($i=1$ または 2)とを乗算し、積分演算部20は、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲイ

$$V(n) = V(n-1) + K_i e(n)$$

$$= V(n-1) + K_i (R_{ave}(n) - R_{ref}) \quad \dots \dots (39)$$

ゲイン制御コード発生部23は、1フレーム後 ($n+1$ 番目) の受信スロット31でのAGCアンプ2のゲインを設定するための制御コード $X(n+1)$ を次式に従って更

$$X(n+1) = X(n) + K_i (R_{ave}(n) - R_{ref}) \quad \dots \dots (40)$$

また、AGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31 ($n+1$ 番目の受信スロット) での

$$G(n+1) = G(n) \cdot 10^{-K_i (R_{ave}(n) - R_{ref})/20} \quad \dots \dots (41)$$

従って、式(41)より、 $R_{ave}(n)$ と基準レベル R_{ref} との間の誤差が小さくなるようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。また、同式より、スケーリングファクタ K_i の値を切り換えることによりゲインの変化量を制御することができ、例えば受信レベルのノッチが生じた場合でも、 K_i を小さな値に切り換えることによってゲインの過剰増加を抑ええることができるということが分かる。

【0108】このように、第7の実施形態のTDMAデータ受信装置は、図12に示す受信レベル33のように、自局の受信スロット30にレイリーフェージングに起因する受信レベルのノッチがぶつかり、1フレーム後の受信スロット31で受信レベルが高くなる場合でも、レベル差判定部27でこのノッチを検出し、AGCアンプのゲイン

$$R_{ave}(n) = (1/N) \cdot \sum R_s(n-k) \quad \dots \dots \dots (10)$$

(\sum は $k=0$ から $N-1$ まで加算)

N : 移動平均演算を行なう受信スロット数 ($N \geq 1$)

を、次式に示すような対数値 (デシベル値) に変換す

$$L_{ave}(n) = 20 \log_{10} (R_{ave}(n)) \quad \dots \dots \dots (16)$$

減算器17は、この $L_{ave}(n)$ と基準レベル発生部16から出力される基準レベル R_{ref} の対数値との間の誤差信

$$e(n) = L_{ave}(n) - 20 \log_{10} (R_{ref})$$

$$= 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / R_{ref}) \quad \dots \dots (17)$$

により計算し、乗算器19は、この誤差信号 $e(n)$ とスケーリングファクタ発生部29から出力されるスケーリングファクタ K_i ($i=1$ または 2)とを乗算し、積分演算部20は、この乗算結果と現在の受信スロットでのゲイ

$N-1$ フレーム前の受信スロットまでのスロット内平均受信レベルの移動平均を次式(10)によって演算し、この演算結果を現在の受信スロットでの平均受信レベルとして出力する。

【0104】

ら出力される基準レベル R_{ref} との間の誤差信号 $e(n)$ を

$$\dots \dots \dots (11)$$

ン制御信号 $V(n-1)$ とを加算して、次式(39)により、制御信号の値を更新する。

【0105】

新する。

【0106】

ゲイン $G(n+1)$ が決定される。

【0107】

変化量を制御するスケーリングファクタの値を切り換えることにより、ノッチの影響を緩和し、受信レベルの低速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0109】(第8の実施の形態) 第8の実施形態のTDMAデータ受信装置は、第7の実施形態の構成を、対数値でAGCアンプのゲインを制御する受信装置に適用できるようにしたものであり、図8に示すように、スロット間平均演算部15の出力を対数値 (デシベル値) に変換するリニア-ログ変換部24を備えている。その他の構成は、第7の実施形態 (図7) と変わらない。

【0110】このリニア-ログ変換部24は、スロット間平均演算部15が出力する移動平均の演算結果

る。

【0111】

号 $e(n)$ を

ン制御信号 $V_L(n-1)$ とを加算して、次式(42)

により、制御信号の値を更新する。

【0112】

$$\begin{aligned} V_L(n) &= V_L(n-1) + K e(n) \\ &= V_L(n-1) + 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / Ref) K_i \\ &\dots\dots (42) \end{aligned}$$

このときAGCアンプ2のゲイン制御コードは次式に従って更新される。 【0113】

$$\begin{aligned} X_L(n+1) &= X_L(n) + 20 \log_{10} (R_{ave}(n) / Ref) K_i \\ &\dots\dots (43) \end{aligned}$$

また、AGCアンプ2のゲインは次式のように更新され、受信スロット31(n+1番目の受信スロット)でのゲインG(n+1)が決定される。 【0114】

$$G(n+1) = G(n) (Ref / R_{ave}(n))^{K_i} \dots\dots (44)$$

従って、式(44)より、 $R_{ave}(n)$ が基準レベルRefの値に近づくようにAGCアンプ2のゲインが制御されることが分かる。また同式より、スケーリングファクタ K_i の値を切り換えることによりゲインの変化量を制御することができ、例えば受信レベルのノッチが生じた場合でも、 K_i を小さな値に切り換えることによってゲインの過剰増加を抑えることができるということが分かる。

【0115】このように、第8の実施形態のTDMAデータ受信装置は、対数値(デシベル値)でAGCアンプのゲイン制御を行なう制御系を持つ受信装置において、スケーリングファクタの値を切り換えることによりノッチの影響を緩和する動作を行なうことができる。

【0116】(第9の実施の形態)第9の実施形態のTDMAデータ受信装置は、直交検波をデジタル的に実行する。

【0117】この受信装置は、図9に示すように、受信RF信号またはIF信号の中心周波数を f_c とすると

$$f_c = (4k+1) f_s / 4 \quad (k=0, 1, 2, \dots) \dots (45)$$

という関係が成立するとき、A/D変換器35の出力サンプル値列 $S(mTs)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} S(mTs) &= I(mTs) \cos(\pi m/2) \\ &\quad + Q(mTs) \sin(\pi m/2) \dots (46) \end{aligned}$$

そして、この信号は次式の周波数 f_0 を中心周波数として分布する。 【0120】

$$f_0 = p f_s \pm (f_s/4) \quad (p=0, \pm 1, \pm 2, \dots) \dots (47)$$

直交検波部36は、この $S(mTs)$ にローカル周波数 $f_s/4$ のローカル信号 $\cos(\pi m/2)$ 、 $\sin(\pi m/2)$ を乗算して、次式(48)(49)で表される $X_i(mTs)$ 、 $X_q(mTs)$ を出力する。この出力 $X_i(mTs)$ 、 $X_q(mTs)$ は、乗算するローカル

$$\begin{aligned} X_i(mTs) &= S(mTs) \cos(\pi m/2) \\ &= I(mTs) (1 + (-1)^m) / 2 \dots (48) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_q(mTs) &= S(mTs) \sin(\pi m/2) \\ &= Q(mTs) (1 + (-1)^m) / 2 \dots (49) \end{aligned}$$

この結果、直交検波部36の出力は等価的にサンプリング周波数が $f_s/2$ となる。

【0122】直交検波部36の出力に含まれる2倍高調波成分に相当する $p f_s \pm (f_s/2)$ ($p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)という成分は、サンプリング周波数 f_s の

き、第1～第8の実施形態の装置のAGCアンプ2の出力信号をサンプリング周波数 $f_s = 4 f_c / (4k+1)$ ($k=0, 1, 2, \dots$)でA/D変換するA/D変換器35と、A/D変換器35の出力に対してディジタル乗算器37、38でローカル周波数 $f_s/4$ のローカル信号 $\cos(\pi m/2)$ 、 $\sin(\pi m/2)$ ($m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)を乗算し、ベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを検出するディジタル直交検波部36と、ディジタル直交検波部36の出力I、Qに含まれる中心周波数 $(p + (1/2)) f_s$ ($p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)の不要成分を除去するディジタルローパスフィルタ39とを備えており、ディジタルローパスフィルタ39、40の出力は第1～第8の実施形態の装置のベースバンド復調処理部12及びスロット内受信レベル測定部14に供給される。

【0118】このA/D変換器35への入力信号 $S(t)$ の中心周波数 f_c とA/D変換器35のサンプリング周波数 f_s との間に

【0119】

周波数 $f_s/4$ のローカル信号 $\cos(\pi m/2)$ 、 $\sin(\pi m/2)$ が $(1, 0, -1, 0)$ 、 $(0, 1, 0, -1)$ を1周期とする周期系列であることから分かるように、1サンプルおきに0が内挿された形となる。

【0121】

ディジタルローパスフィルタ39、40による帯域制限を受けて抑圧される。その結果、ディジタルローパスフィルタ39、40から、サンプリング周波数 f_s のベースバンド信号 $I_0(mTs)$ 、 $Q_0(mTs)$ が出力される。ただし、ディジタルローパスフィルタ39、40は、 $X_i(mT$

s)、 $X_q(mTs)$ の内挿0点を補間するためのものであり、 $I_0(mTs)$ 、 $Q_0(mTs)$ のパワーと $X_i(mTs)$ 、 $X_q(mTs)$ のパワーとはほぼ等しい値である。

【0123】こうして得られた $I_0(mTs)$ 、 $Q_0(mTs)$ を用いてスロット内受信レベルを測定し、第1～第8の実施形態と同様のAGC動作が行なわれる。

【0124】このように、第9の実施形態のTDMAデータ受信装置は、アナログ直交検波部3の機能をデジタル直交検波部36で実現することができる。従って、アナログ部品を削減することができ、また、I、Q間のゲインアンバランスや非直交性の影響を取り除いて高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0125】(第10の実施の形態) 第10の実施形態のTDMAデータ受信装置は、AGCアンプの出力のデジタル値から直接スロット内受信レベルを測定している。

【0126】この受信装置は、図10に示すように、AGCアンプ2の出力信号をA/D変換するA/D変換器35と、A/D変換器35の出力にローカル信号を乗算してベースバンドの同相成分I及び直交成分Qを検出するデ

$$|S(mTs)| = \begin{cases} |I(mTs)| & (m: \text{偶数}) \\ \text{または} |Q(mTs)| & (m: \text{奇数}) \end{cases} \quad \dots (50)$$

スロット内受信レベル測定部42は、この値を用いて、次式に従って受信スロット内の平均受信レベルを測定す

$$R_s(n) = (1/M) \cdot \sum |S(kTs)| \quad \dots (51)$$

(Σ は $k=0$ から $M-1$ まで加算)

$R_s(n)$: n番目の受信スロットでのスロット内平均受信レベル

M : 受信スロット内でのサンプル数

そして、この $R_s(n)$ を第1、第2の実施形態の受信装置のスロット間平均演算部15、または第3～第6の実施形態の受信装置のレベル差判定部27及びスロット内受信レベル置換部34、または第7、第8の実施形態の受信装置のレベル差判定部27及びスロット間平均演算部15に供給し、第1～第8の実施形態と同様のAGC動作を行なう。

【0131】このように、第10の実施形態のTDMAデータ受信装置は、デジタルローパスフィルタ39、40を通さずに、A/D変換直後の信号を用いてスロット内平均受信レベルを測定しているため、より正確なレベル測定値が得られ、高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0132】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のTDMAデータ受信装置は、受信レベルのノッチによる影響が緩和され、受信レベルの低速での変動だけに追従する高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0133】また、AGCアンプのゲイン制御を対数値

ィジタル直交検波部36と、ディジタル直交検波部36の出力I、Qに含まれる不要成分を除去するディジタルローパスフィルタ39と、A/D変換器35の出力の絶対値を計算する絶対値演算部41と、絶対値演算部41の出力より受信スロット内の平均受信レベルを測定するスロット内受信レベル測定部42とを備えており、ディジタルローパスフィルタ39、40の出力は、第1～第8の実施形態の受信装置のベースバンド復調処理部12に供給され、スロット内受信レベル測定部42の出力は、第1、第2の実施形態の受信装置のスロット間平均演算部15、または第3～第6の実施形態の受信装置のレベル差判定部27及びスロット内受信レベル置換部34、または第7、第8の実施形態の受信装置のレベル差判定部27及びスロット間平均演算部15に供給される。

【0127】この受信装置のA/D変換器35、直交検波部36及びディジタルローパスフィルタ39、40の動作は、第9の実施形態と変わりが無い。

【0128】絶対値演算部41は、A/D変換器35の出力サンプル値 $S(mTs)$ の絶対値 $|S(mTs)|$ を計算する。このとき以下の関係が成立する。

【0129】

る。

【0130】

(デシベル値)によって行なう受信装置において、こうした高精度なAGC動作を行なわせることができる。

【0134】また、直交検波部の機能をデジタル化した装置では、アナログ部品を削減することができ、また、I、Q間のゲインアンバランスや非直交性の影響を取り除いて、高精度なAGC動作を行なうことができる。

【0135】また、この直交検波を行なう前のA/D変換直後の信号を用いてスロットの受信レベルを測定する装置では、より正確なレベル測定値が得られ、高精度なAGC動作を行なうことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図2】本発明の第2の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図3】本発明の第3の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図4】本発明の第4の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図5】本発明の第5の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図6】本発明の第6の実施形態におけるTDMAデー

タ受信装置の構成を示すブロック図、

【図7】本発明の第7の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図8】本発明の第8の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図9】本発明の第9の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図10】本発明の第10の実施形態におけるTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

【図11】従来のTDMAデータ受信装置の構成を示すブロック図、

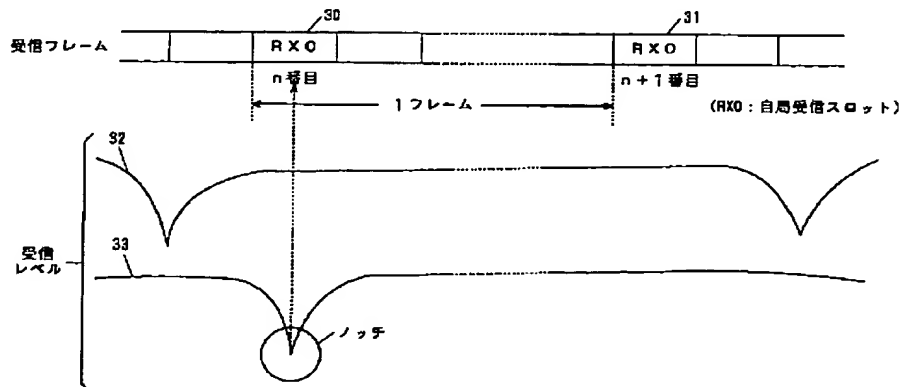
【図12】受信フレーム及び対応する受信レベルを示す図である。

【符号の説明】

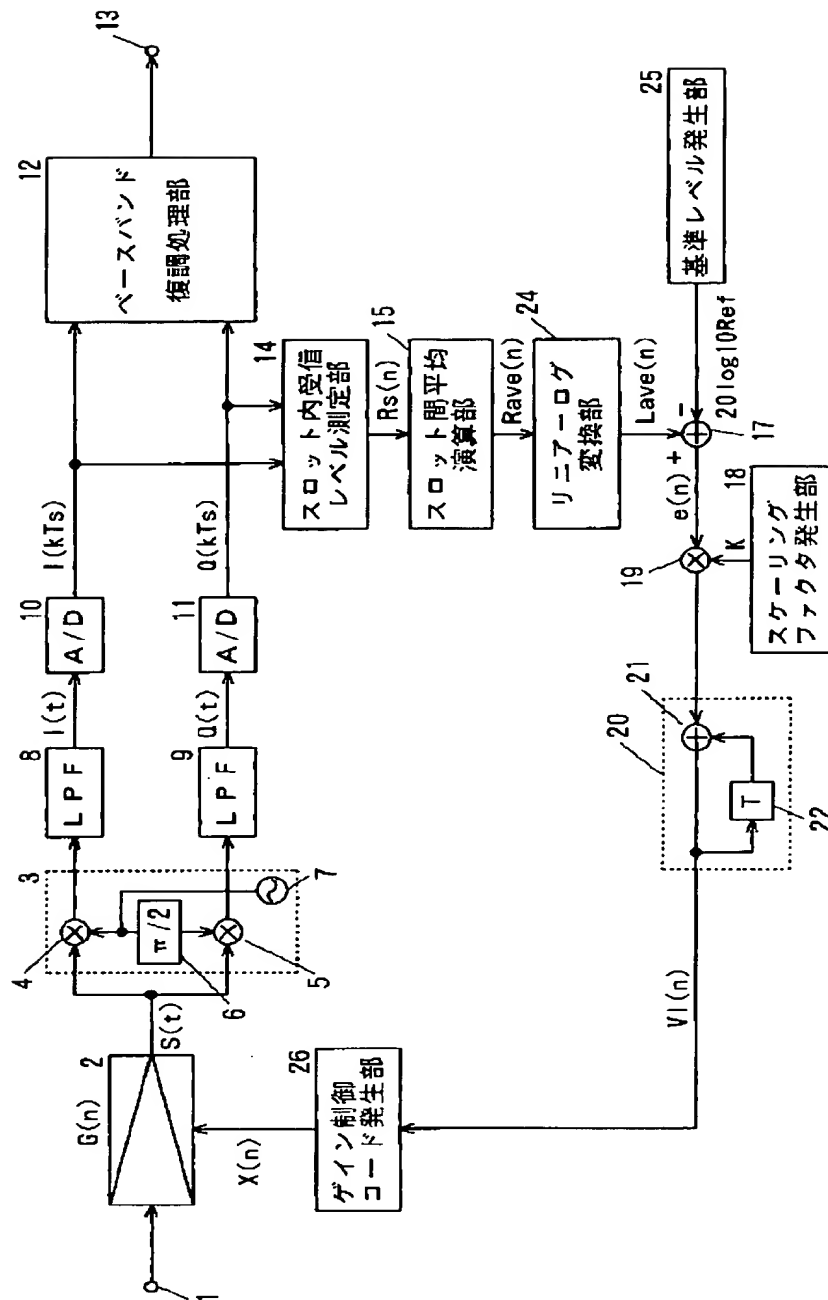
- 1 受信信号入力端子
- 2 AGCアンプ
- 3 直交検波部
- 4、5、19 乗算器
- 6 $\pi/2$ 移相器
- 7 局部発振器
- 8、9 ローパスフィルタ
- 10、11 A/D変換器

- 12 ベースバンド復調処理部
- 13 復号データ出力端子
- 14 スロット内受信レベル測定部
- 15、28 スロット間平均演算部
- 16、25 基準レベル発生部
- 17 減算器
- 18、29 スケーリングファクタ発生部
- 20 積分演算部
- 21 加算器
- 22 1フレーム遅延器
- 23、26 ゲイン制御コード発生部
- 27 レベル差判定部
- 30、31 自局の受信スロット
- 32、33 受信レベル
- 34 スロット内受信レベル置換部
- 35 A/D変換器
- 36 デジタル直交検波部
- 37、38 デジタル乗算器
- 39、40 デジタルローパスフィルタ
- 41 絶対値演算部
- 42 スロット内受信レベル測定部

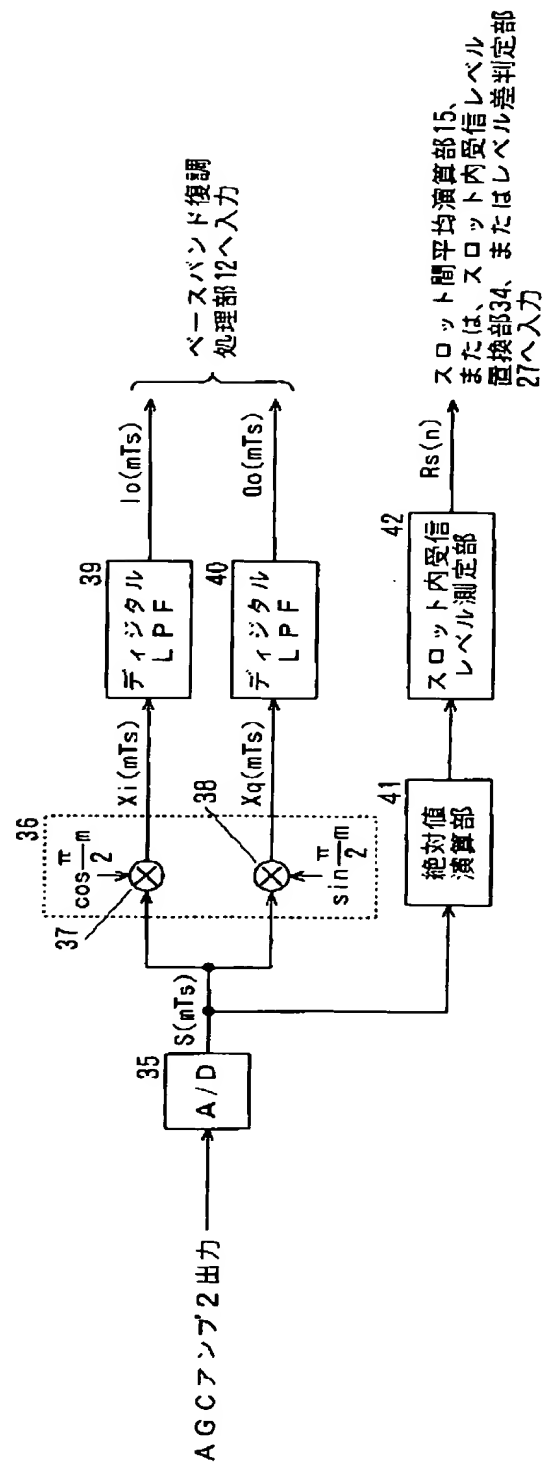
【図12】



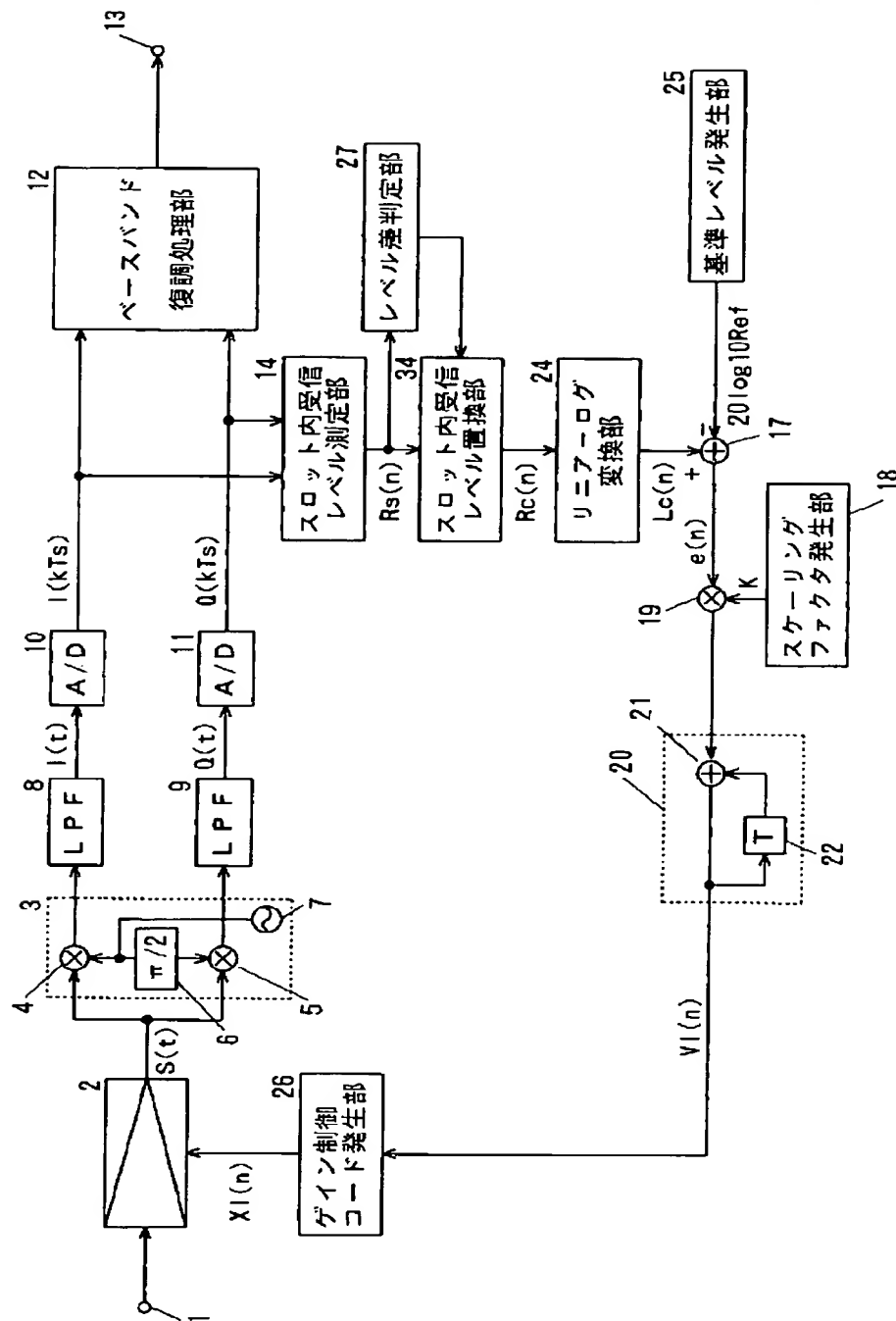
【図2】



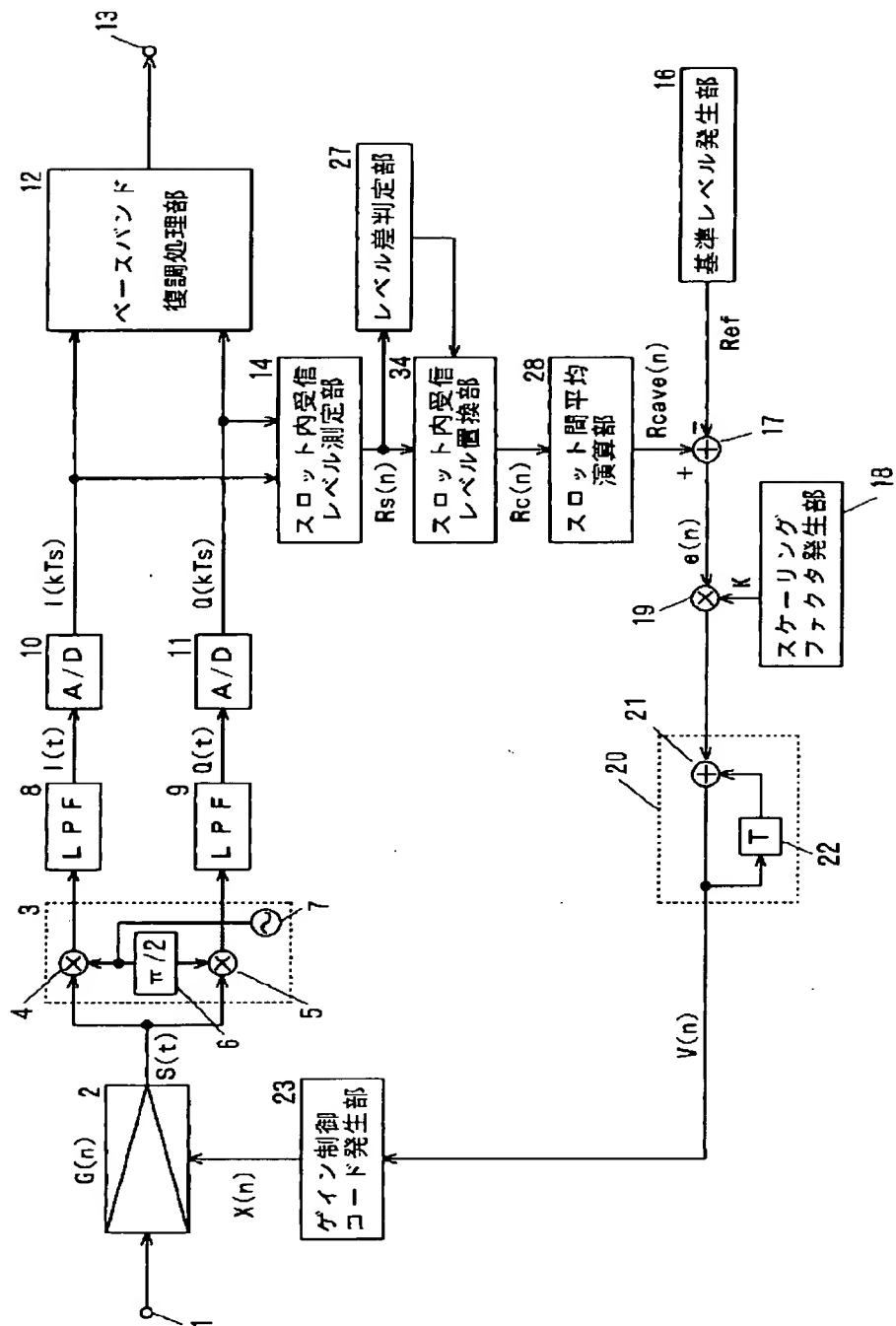
【图 10】



【図4】

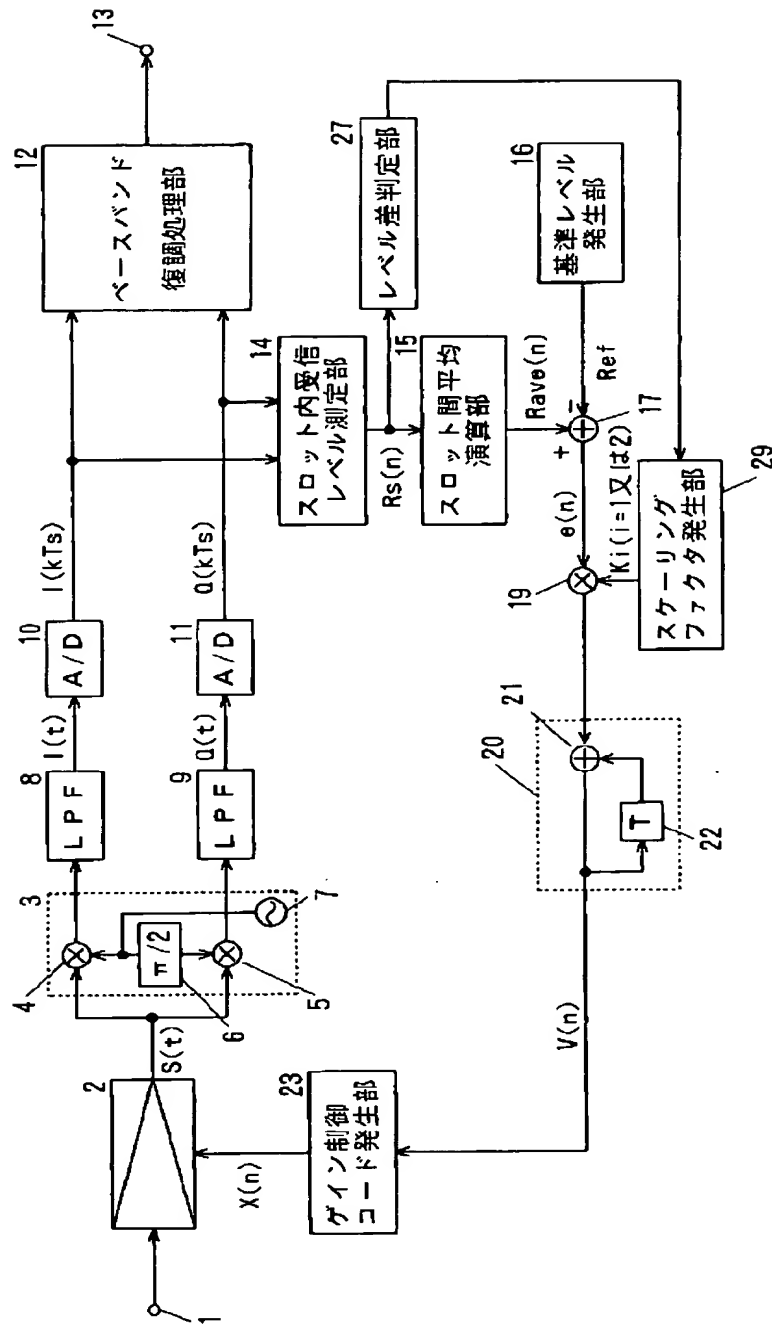


【図5】

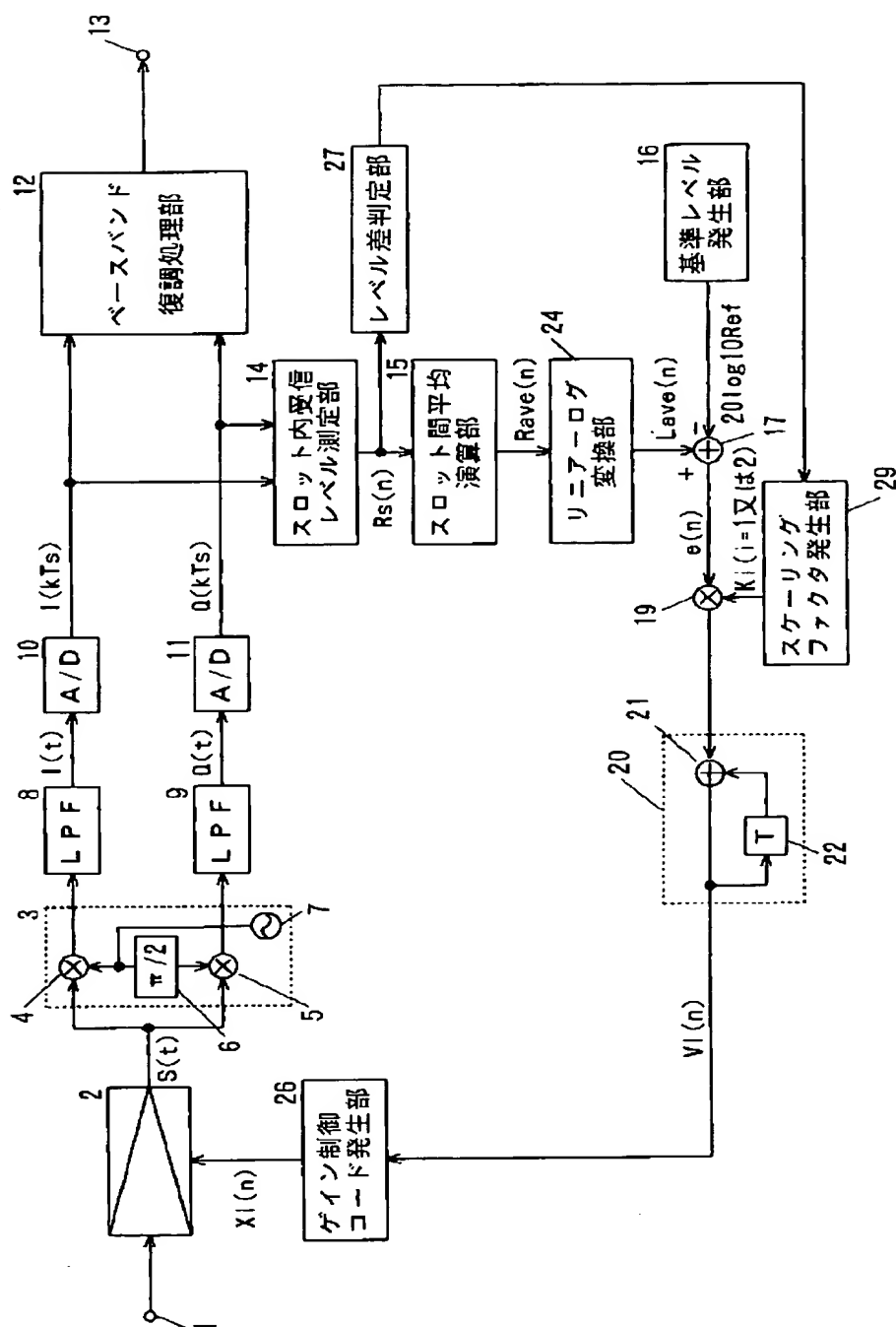


[illegible]

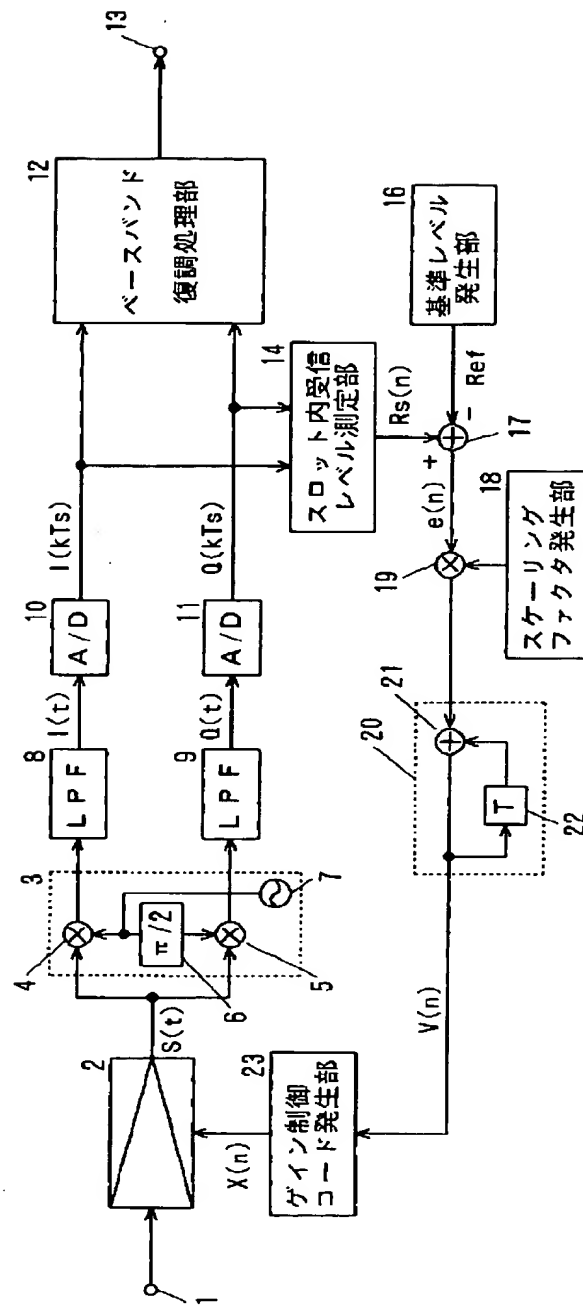
【図7】



【図8】



【図11】



フロントページの続き

(72) 発明者 加宅田 忠
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1
 号 松下通信工業株式会社内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.